

(19) The Japanese Patent Office

(12) Laid-Open Patent Application Publication (A)

(11) Laid-Open Patent Application Publication No. Hei4-346502

(43) Publication Date: December 2, 1992

Int. Cl. <sup>5</sup>	Classification	JPO Ref.	FI
	Symbol	No.	

H03B	29/00	9182-5J	
------	-------	---------	--

G10H	5/10	8622-5H	
------	------	---------	--

G10L	9/04	L 8946-5H	
------	------	-----------	--

Request for Examination: not yet requested

Number of Claims: 2 (20 pages in total)

(21) Application No. Hei3-148084

(22) Application Date: May 24, 1991

(71) Applicant: 000004075

Yamaha Corp.

No. 10-1, Nakazawa-cho, Hamamatsu-shi,  
Shizuoka-ken, Japan

(72) Inventor: Tetsuya NISHIMOTO

c/o Yamaha Corp., No. 10-1, Nakazawa-cho,  
Hamamatsu-shi, Shizuoka-ken, Japan

(74) Agent: Patent Attorney, Yoshihito IIZUKA

(54) Title of the Invention: NOISE SOUND GENERATOR

[0013]

[Embodiment] The following describes the details of the present invention with reference to the accompanying drawings. FIG. 1 shows a noise sound generator related to an embodiment of the invention. The generator is used, for example, as a sound source of an electronic instrument. A clock-related circuit is not shown in the drawings but operates according to the predetermined (may be constant or variable) sampling period. A white noise generator 2 generates a white noise signal, which contains a certain level of all frequency components in a wide frequency band. FIG. 2 (a) illustrates a diagram showing an

example of spectrum envelope of the white noise signal generated from the white noise generator 2. For example, the white noise generated by the white noise generator 2 is assumed to be a digital signal whose amplitude values, including decimals, are randomly incremented or decremented by one. The white noise generation method of the white noise generator 2 may be any type of method such as a maximum length sequence code generation method using the shift register and a multiplicative congruential method in which random numbers are generated by a computer. The white noise generated by the white noise generator 2 is provided to a low-pass filter circuit section 3. The low-pass filter circuit section 3 configures an IIR-type filter capable of controlling the angle of the spectrum envelope based on a parameter SK and has a calculation section 4 and coefficient table 10. The calculation section 4 performs predetermined filter calculation for the white noise signal to output a noise signal (hereinafter referred to as low-pass noise signal) from which a high-pass component of the white noise signal is removed.

[0014] In the calculation section 4, more specifically, a current value WN of the white noise signal is input to the positive input of a subtractor 5. A delay circuit 6 delays new output value LNC of the low-pass noise signal output from the calculation section 4 by one sampling time, and then provides the value, as the previous output value LNP of the low-pass noise signal, to the negative input of the subtractor 5. As described, the subtractor 5 subtracts the previous output value LNP from the current value WN of the white noise signal. After the calculation result in the subtractor 5 is incremented or decremented by one via a limiter 8, a multiplier 9 multiplies the result by a filter coefficient k. For example, the filter coefficient k is read from the coefficient table 10 based on the parameter SK provided according to the set operation on the operation panel (not shown) of an electronic instrument, and is then provided to the multiplier 9. The parameter SK is a parameter for controlling the skirt portion of noise formant.

In this embodiment, eight parameters SK can be set to 0 to 7, and the filter coefficient  $k$  with a proper value is read according to the preset parameter SK. For example, the filter coefficient  $k$  takes the range of 0.0625 to 0.75. The calculation result in the multiplier 9 is provided to an adder 11, where the result is added to the previous output value LNP from the delay circuit 6. The calculation result in the adder 11 is output as new output value LNC of the low-pass noise signal.

[0015] FIG. 2 (b) shows an example of spectrum envelope of the low-pass noise signal from the low-pass filter circuit section 3, which is output through the filter calculation in the calculation section 4. The low-pass noise signal shows the rightward-falling spectral characteristics, where a high-pass component of the noise is removed according to the filter coefficient  $k$ . The angle of the rightward-falling spectral characteristics is controlled according to the filter coefficient  $k$ , that is the parameter SK. The rightward-falling spectral characteristics are also a factor to determine the characteristic of the skirt portion of the formant to be formed in the back stage.

[0016] A direct current component adding section 12 in the middle stage adds a direct current component to the low-pass noise signal output from the low-pass filter circuit section 3. This addition is for forming a precipitous peak of the formant in the back stage. More specifically, the adder 13 adds a direct current component offset value OF, which is read from a table 14 based on, for example, a parameter RS according to the set operation on the operation panel of an electronic instrument, to a new output value LNC of the low-pass noise signal output from the low-pass filter circuit section 3. In this embodiment, eight parameter RS can be set to 0 to 7, and an appropriate direct current component offset value OF is read according to the preset parameter RS. For example, the offset value OF takes the range of 0 to 0.125. After the output from the adder 13 is incremented or decremented by one via a limiter 14, the output is provided to a correlated noise generating

section 16 in the middle stage.

[0017] FIG. 2 (c) shows an example of spectrum envelope of the low-pass noise signal output from the direct current component adding section 12. The spectrum level around the zero frequency is enhanced due to the added direct current component. The enhanced part corresponds to the center formant frequency due to the modulation in the back stage, thereby resulting in the formation of a precipitous peak.

[0018] The correlated noise generating section 16 correlates the low-pass noise signal, to which a direct current component is added in the direct current component adding section 12, to output a noise signal (hereinafter referred to as correlated noise signal) with further controlled frequency spectrum characteristics of the low-pass noise signal. The correlated noise generating section 16 is also provided with a calculation section 18 and multiplier 22. The following describes the overview of calculations for generating correlated noises with reference to FIG. 3. A value, which is determined by an allowable change range coefficient  $h$  based on the previous output value  $CN_p$  of the correlated noise signal and randomly changes within an allowable change range  $CN_p \pm h$  with regular vertical intervals in positive or negative  $h$  is acquired. The calculation section 18 then outputs the value as a new sample value  $CN_c$ . A delay circuit 19 delays the new sample value  $CN_c$  of the correlated noise signal output from the calculation section 18 by one sampling time, and feeds back the value, as the previous output value  $CN_p$  of the correlated noise signal, to the circuits in the calculation section 18.

[0019] The previous output value  $CN_p$  from the delay circuit 19 is input to one of the inputs of an adder 20 or subtractor 21. The allowable change range coefficient  $h$  is input to the other input of the adder 20 or subtractor 21 via the multiplier 22. The multiplier 22 multiplies a parameter  $BW$ , which controls a bandwidth of noise formant, by an appropriate coefficient to output the allowable change range coefficient  $h$ . The parameter  $BW$  can be provided according to the setting operation on the

operation panel of an electronic instrument and set within the range of 0 to 127. The multiplier 22 multiplies the parameter by a coefficient of  $1/64$  to generate the allowable change range coefficient  $h$  in the range of 0.0 to 2.0. The adder 20 outputs an absolute upper limit value  $U$  of the allowable change range determined by the allowable change range coefficient  $h$  based on the previous output value  $CNp$ . Meanwhile, the subtractor 21 outputs an absolute lower limit value  $L$  of the allowable change range. The absolute upper limit value  $U$  output from the adder 20 is processed via an upper limit setting limiter 24, so that the value does not exceed the current value plus one. After the limiting process, the value is input to the positive input of the adder 26. Similarly, the absolute lower limit value  $L$  output from the subtractor 21 is processed via a lower limit setting limiter 25, so that the value does not exceed the current value minus one. After the process, the value is input to the negative input of a subtractor 26. The subtractor 26 performs the calculation of  $U-L$  to determine the allowable change range between the absolute upper limit value  $U$  and the absolute lower limit value  $L$ . For this allowable change range  $U-L$ , the maximum is 2 while the minimum is 0.

[0020] The new output value  $LN$  of the low-pass noise signal output from the limiter 14 is provided to a calculation unit 17, where one is added to the value and then divided by 2. This is because the low-pass noise signal  $LN$ , which changes within the range of -1 to +1, is changed within the range of 0.0 to 1.0.

[0021] The allowable change range data output from the subtractor 26 is provided to a multiplier 28, where the data is multiplied to the output value from the calculation unit 17. This means that the allowable change range data whose value is within the range of 0.0 to 2.0 is scaled by the low-pass noise signal, which randomly changes within the range of 0.0 to 1.0. The output from the multiplier 28 is provided to an adder 29, where the output is added to the absolute lower limit value  $L$  provided from the subtractor 21. The absolute lower limit value

L is correlated with the previous output value CNp of the correlated noise signal. The calculation section 18 performs the calculation for generating correlated noises, as described earlier with reference to FIG. 3. The adder 29 outputs new sample value CNC of the correlated noise signal, which is a random value within the range of -1 to +1.

[0022] FIG. 2 (d) shows an example of spectrum envelope of the correlated noise signal output from the correlated noise signal generator 16. The correlated noise signal generator 16 controls the allowable change range by the parameter BW to further control a low frequency component (output of either the direct current component or low frequency component) of the correlated noise signal. This process relates to the determination of the bandwidth characteristics of the formant to be formed in the back stage.

[0023] A periodic waveform generating section 31 generates periodic waveforms including waveforms corresponding to the center frequency of a desired noise formant. A formant frequency parameter Fc, which specifies the center frequency of the desired noise formant, is generated from a setter or other units (these units can be exclusive ones or operate along with tone selection, push keys, etc.) in an electronic instrument. In this embodiment, the formant frequency parameter Fc is expressed in logarithm. A logarithm/linear conversion table 33 converts the formant frequency parameter Fc to a linear value. A phase data generator 34 generates a phase data, which changes depending on a frequency equivalent to the center formant frequency set based on the formant frequency parameter Fc according to the linear value of the formant frequency parameter Fc output from the logarithm/linear conversion table 33. For example, the phase data generator 34 is formed with appropriate means such as a phase address counter, which repeatedly counts phase change values based on the linear value of the formant frequency parameter Fc. The phase data generated by the phase data generator 34 is provided as a read address signal to a periodic waveform memory 35. The periodic waveform memory 35

stores amplitude values at sequential sampling points to respective addresses for any periodic waveform (for example, sine wave). The amplitude values are continuously read from the addresses specified by the address signals from the phase data generator 34. As described, the amplitude values at the sequential sampling points on a periodic waveform containing the frequency corresponding to the formant frequency parameter  $F_c$  are read from the periodic waveform memory 35. The formant frequency parameter  $F_c$  is set for each formant for the formation of multiple formants, thereby generating periodic waveforms corresponding to the center frequency of each formant. To achieve this, the periodic waveform generating section 31 may perform time-sharing processing to generate periodic waveforms corresponding to the center frequency of each formant.

[0024] The amplitude value of a periodic waveform read as described above is provided to a multiplier 36, where the value is multiplied by the new sample value  $CN_c$  of the correlated noise signal. The multiplier 36 outputs a signal for which amplitude modulation is performed using the correlated noise signal for a periodic waveform of the frequency corresponding to the center frequency of the desired formant. From this process, a noise sound signal  $NS$  containing a noise formant is acquired. In this noise formant, spectrum envelope characteristics of the correlated noise signal itself appear symmetrically in the bands on the both sides about the frequency of the periodic waveform.

[0025] An envelope generator 38 generates an envelope waveform data  $ED$ , which expresses the amplitude envelope of the noise sound signal  $NS$  according to an envelope parameter  $EG$  set in an envelop data setting section 41 in response to a key-on signal  $KON$  input from the keyboard of an electronic instrument, for example. A multiplier 39 multiplies the noise sound signal  $NS$  by the envelope waveform data  $ED$  in order to provide a sound envelope to the noise sound signal  $NS$  output from the multiplier 36. Through these processes, as the output of the multiplier 39, a noise signal whose amplitude changes depending on time

based on the envelope waveform data ED can be acquired.

[0026] As shown in FIG. 9, when the sound synthesized from a noise sound signal NS containing four different noise formants is generated as a noise sound, the formant frequency parameter Fc is set for each formant, the periodic waveforms corresponding to the center frequency of each formant are read from the periodic waveform memory 35, and these periodic waveforms are then multiplied to the new output value CNc of the correlated noise signal, so that the noise sound signal NS containing four different noise formants is generated in time division. The envelope parameter EG may also be set for each formant to generate the different formant amplitude envelopes. Furthermore, the envelope generator 38 may generate different formant amplitude envelopes depending on time, while the multiplier 39 may multiply the noise sound signal NS by the envelope waveform data ED depending on time division for each formant. An accumulator 40 accumulates the noise sound signal NS generated for each formant to provide a noise signal containing multiple noise formants as shown in FIG. 9.

[0027] The noise sound signal output from the accumulator 40 may be acoustically generate a sound via a sound system (not shown) after converted to an analog signal via a digital-analog converter (not shown). The noise sound signal may also be used as a control signal for modulating tones or other purposes.

[0028] The following describes an example of the operations in this embodiment. A white noise signal generated via the white noise generator 2 is input to the low-pass filter circuit section 3. The low-pass filter circuit section 3 outputs a low-pass noise signal with the spectrum characteristics as shown in FIG. 2 (b), for example, via the calculation section 4, where the filter calculation is performed based on the filter coefficient K determined by the parameter SK. FIG. 4 shows a practical example of the frequency control characteristics of the low-pass filter circuit 3. Eight characteristics whose changes are controlled in accordance with the value 0 though 7 of the parameter SK are expressed by the spectrum envelopes.



It can be understood from this drawing that a high-pass component of the low-pass noise signal, which is output from the low-pass filter circuit section 3, stretches (that is, the skirt portion of the formant widens) in proportion to the increase in the value of the parameter SK. In the direct current component adding section 12, the direct current component offset value OF, which is determined by the parameter RS, is added to the noise signal output from the low-pass filter circuit section 3. As shown in FIG. 2 (c), this addition results in the precipitous formation (forming the precipitous peak of the formant) of the spectrum level around the zero frequency. The noise signal is then provided to the correlated noise generating section 16. The correlated noise generating section 16 processes the noise signal to a correlated noise signal whose bands (that is, bandwidth of the formant) around the zero frequency or lower frequency is modulated as shown in FIG. 2 (d), based on the calculation in the calculation section 18 according to the allowable change range coefficient h determined by the parameter BW.

[0029] FIG. 5 (a) through (c) show the spectrum characteristics of the correlated noise signal output from the correlated noise generating section 16 via the low-pass filter circuit section 3, when the parameter SK for controlling the skirt portion is fixed at the minimum value of "0" while the parameter BW for controlling the bandwidth is changed to "1", "16", and then "127". It can be understood from the drawing that the band or bandwidth beyond a certain level becomes wider in proportion to the increase in the value of the parameter BW.

[0030] FIG. 6 (a) through (c) show the spectrum characteristics of the correlated noise signal output from the correlated noise generating section 16 via the low-pass filter circuit section 3, when the parameter SK for controlling the skirt portion is fixed at the minimum value of "7" while the parameter BW for controlling the bandwidth is changed to "1", "16", and then "127". It can be understood from the drawing that the band or bandwidth beyond a certain level becomes wider

in proportion to the increase in the value of the parameter BW.

[0031] When FIG. 5 (a) and FIG. 6 (a) are compared, it is apparent that, if the value of the parameter SK for controlling the skirt portion becomes greater, the high-pass component of the low-pass noise signal stretches (that is, the skirt portion of the formant widens).

[0032] Modulating the periodic waveform, which is read from the periodic waveform memory 35, in the periodic waveform generating section 31 by using the correlated noise signal output from the correlated noise generating section 16 allows to process the signal to a noise sound signal of the noise formant containing the center frequency corresponding to the frequency of the periodic waveform.

[0033] FIG. 7 (a) through (c) show the noise formant characteristics of the noise sound signal, when the parameter SK for controlling the skirt portion is fixed at "0" while the parameter BW for controlling the bandwidth is changed to "1", "10", and then "80". It can be understood from the drawing that the changes in the bandwidth characteristics of the noise formant are controlled along with the changes in the parameter BW.

[0034] FIG. 8 (a) through (c) show changes in the noise formant characteristics of the noise sound signal, when the parameter BW for controlling the bandwidth is fixed at "5" while the parameter SK for controlling the skirt portion is changed to "0", "4", and then "7". It can be understood from the drawing that the changes in the characteristics of the skirt portion of the noise formant are controlled along with the changes in the parameter SK.

[0035] In this embodiment, as described heretofore, both the skirt portion and the bandwidth of noise formants to be generated can be independently controlled by the parameters SK and BW. This enables to generate a noise sound containing a noise formant that bandwidth is narrow and skirt portion is wide, and vice versa, that bandwidth is wide and skirt portion is narrow.

[0036] In the embodiment above, the correlated noise generating section 16 determines the allowable change range  $\pm h$  with even vertical intervals based on the previous output value  $CN_p$  of the correlated noise signal. However, the present invention is not limited to the above, but the allowable change range may be set in a direction to reduce the difference between the previous output value  $CN_p$  and the preset center value or in a centripetal direction, so that the upper and lower limit allowable ranges can be complementarily corrected in the reverse directions. This correction effectively prevents the phenomenon that the correlated noise signal is generated disproportionately in the positive or negative direction.

[0037] The first and second frequency controlling means are not limited to the low-pass filter circuit section 3 and the correlated noise generating section 16, but other means may be employed. The modulating means is also not limited to the multiplier 36, but other means may be employed. It is also understood that the frequency waveform generating means is not limited to the one employed in the embodiment.

[0038]  
[Effects of the Invention] As explained heretofore, the present invention generates a noise sound of a desired formant by controlling the frequency characteristics of the noise signal according to the parameters, which separately controls the skirt portion and bandwidth, and then modulating the periodic waveform containing the frequency corresponding to the center frequency of the desired noise formant with the use of the noise signal whose frequency characteristics are controlled. Due to this structure, the invention enables to independently control the characteristics of both the skirt portion and bandwidth of the noise formant of a noise sound to be generated. As the structure is simple, furthermore, the noise formant characteristics can be finely controlled.

[Brief Description of the Drawings]

FIG. 1 is a block diagram illustrating an entire structure

of the noise sound generator related to the invention in an embodiment.

FIG. 2 is a diagram showing an example of the spectrum envelope of a signal generated in each part of the embodiment.

FIG. 3 is a diagram showing the generation of a correlated noise signal in the correlated noise generating section in the embodiment.

FIG. 4 is a diagram showing an example of the modulation control for the filter characteristics, which is performed in the low-pass filter circuit section in the embodiment.

FIG. 5 is a diagram showing an example of the spectrum characteristics of the noise signal acquired when the control parameter in the low-pass filter circuit section is fixed while that in the correlated noise generating section is changed in the embodiment.

FIG. 6 is a diagram showing another example of the spectrum characteristics of the noise signal acquired when the control parameter in the low-pass filter circuit section is fixed while that in the correlated noise generating section is changed in the embodiment.

FIG. 7 is a diagram showing an example of the noise formant acquired when the parameter for controlling the skirt portion is fixed while that for controlling the bandwidth is changed in the embodiment.

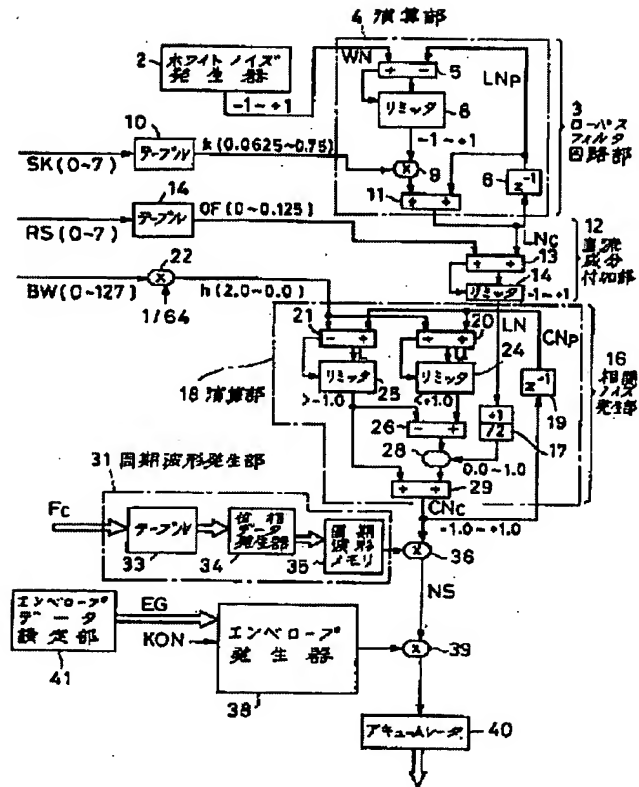
FIG. 8 is a diagram showing an example of the noise formant acquired when the parameter for controlling the bandwidth is fixed while that for controlling the skirt portion is changed in the embodiment.

FIG. 9 is a diagram showing an example of the spectrum envelope of a noise sound containing multiple noise formants.

[Description of the Reference Numerals]

2: white noise generator, 3: low-pass filter circuit section, 16: correlated noise generating section, 31: periodic waveform generating section, 38: envelope generator, 36 and 39: multiplier

FIG. 1



[FIG. 1]

- 2 White noise generator
- 3 Low-pass filter circuit section
- 4 Calculation section
- 8 Limiter
- 10 Table
- 12 Direct current component adding section
- 14 Table
- 14 Limiter
- 16 Correlated noise generating section
- 18 Calculation section
- 24 Limiter
- 25 Limiter
- 31 Periodic waveform generating section

- 33 Table
- 34 Phase data generator
- 35 Periodic waveform memory
- 38 Envelope generator
- 40 Accumulator
- 41 Envelop data setting section

FIG. 2

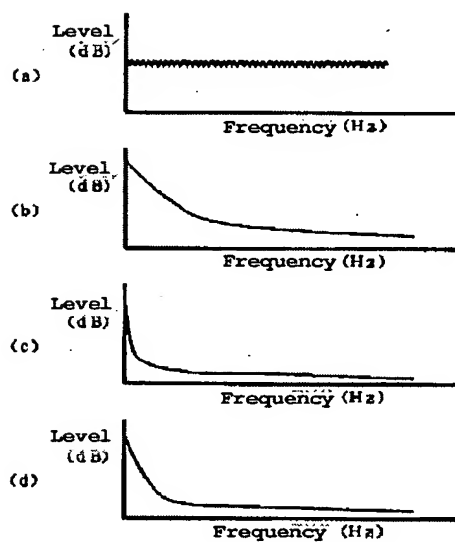


FIG. 3

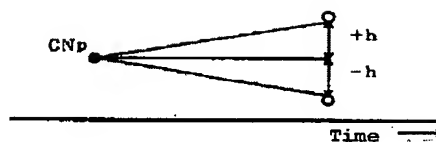


FIG. 9

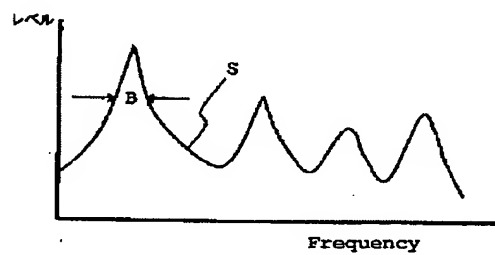


FIG. 4

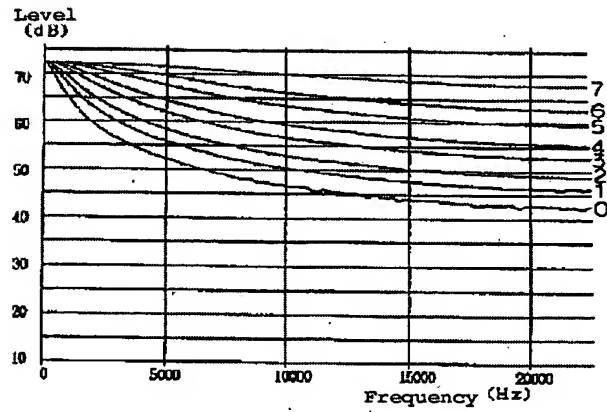


FIG. 5

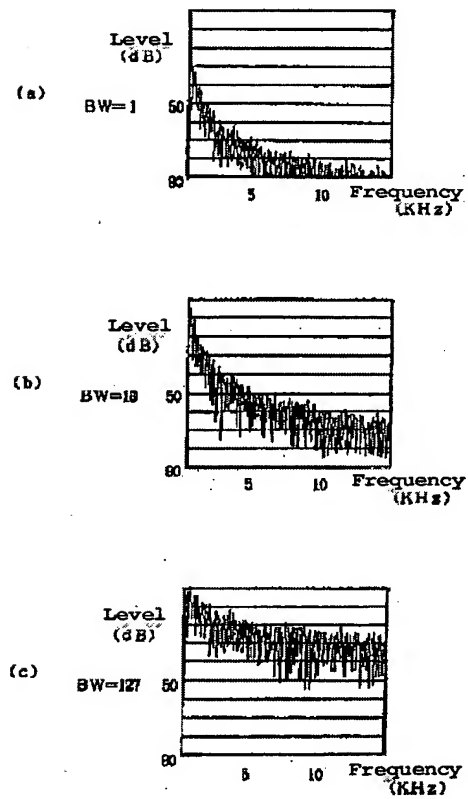


FIG. 6

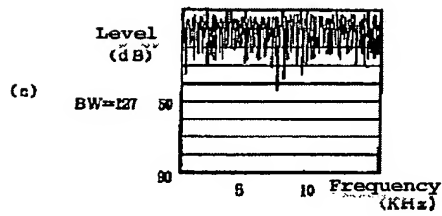
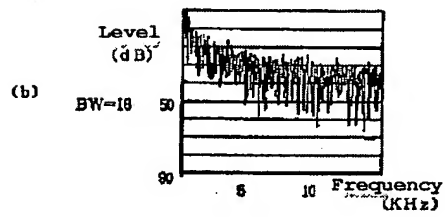
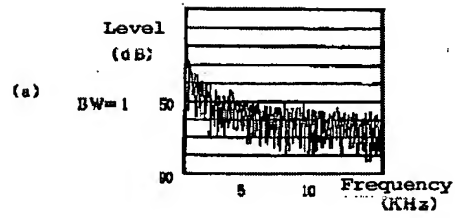


FIG. 7

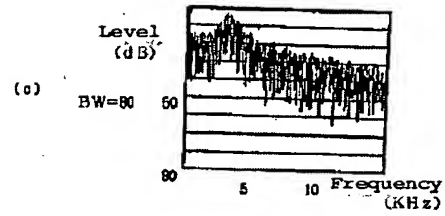
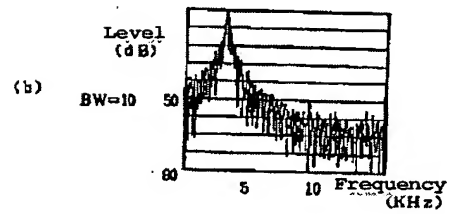
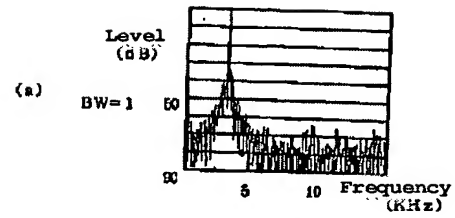
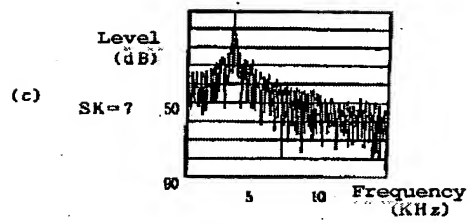
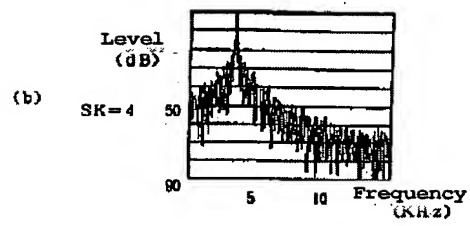
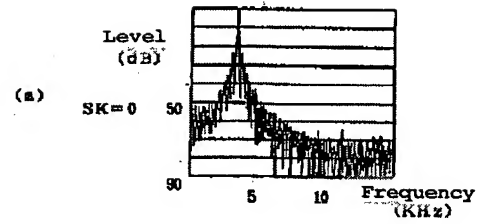




FIG. 8



4

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平4-346502

(43) 公開日 平成4年(1992)12月2日

(51) Int.Cl. <sup>5</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 B 29/00		9182-5 J		
G 1 0 H 5/10		8622-5 H		
G 1 0 L 9/04	L	8946-5 H		

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全 10 頁)

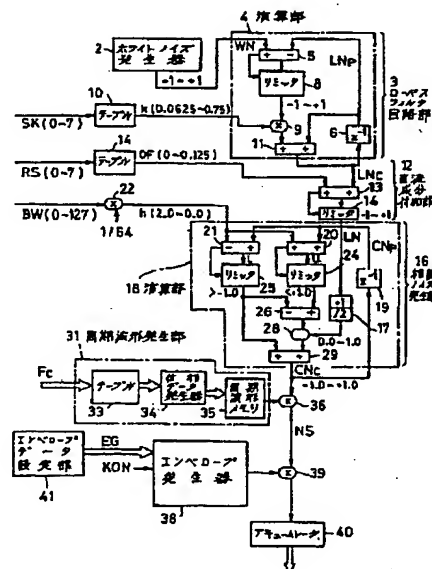
(21) 出願番号	特願平3-148084	(71) 出願人	000004075 ヤマハ株式会社 静岡県浜松市中沢町10番1号
(22) 出願日	平成3年(1991)5月24日	(72) 発明者	西元 哲夫 静岡県浜松市中沢町10番1号 ヤマハ株式会社内
		(74) 代理人	弁理士 飯塚 義仁

(54) 【発明の名称】 ノイズ音発生装置

(57) 【要約】

【目的】 簡単な構成により、ノイズ音のフォルマント特性のスカート部およびバンド幅を独立に制御し、ノイズフォルマント特性を細かく制御できるようにする。

【構成】 ホワイトノイズ発生器2から発生したホワイトノイズ信号をローパスフィルタ回路部3と相関ノイズ発生部16に通し、それぞれにおいて独立に設定される周波数特性に従って該ノイズ信号の周波数特性を制御する。所望のノイズフォルマントの中心周波数に対応する周波数を有する周期波形を周期波形発生部31で発生し、変調用乗算器36において、上記周波数特性を制御したノイズ信号によって該周期波形信号を変調する。周波数特性を制御したノイズ信号の成分が、フォルマント中心周波数の両側帯域に対称に現われ、ノイズフォルマントが得られる。ローパスフィルタ回路部3の周波数特性を制御することにより、ノイズフォルマントのスカート部の特性を制御し、相関ノイズ発生部16の特性を制御することにより、ノイズフォルマントのバンド幅の特性を制御する。



(2)

特開平4-346502

1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 ノイズ信号を発生するノイズ信号発生源と、ノイズフォルマントのスカート部およびバンド幅の一方を制御するためのパラメータに従って、前記ノイズ信号発生源から与えられる前記ノイズ信号の周波数特性を制御する第1の周波数制御手段と、前記スカート部およびバンド幅の他方を制御するためのパラメータに従って、前記第1の周波数制御手段から出力されるノイズ信号の周波数特性を制御する第2の周波数制御手段と、所望のノイズフォルマントの中心周波数に対応する周波数を有する周期波形を発生する周期波形発生手段と、前記第1の周波数制御手段および第2の周波数制御手段によって制御された前記ノイズ信号を前記周期波形により変調することにより、所望のノイズフォルマント特性を有するノイズ音信号を発生する変調手段とを具備するノイズ音発生装置。

【請求項2】 前記第1の周波数制御手段がローパスフィルタ回路からなり、前記第2の周波数制御手段が相関ノイズ発生用の演算回路からなる請求項1に記載のノイズ音発生装置。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、電子楽器その他の楽音合成装置に利用され、無声音（子音）、口笛の音または自然楽器のアタック部分の音のようなフォルマントを有するノイズ音を電気的に発生するノイズ音発生装置に関し、特に、コンパクトで簡単な構成により、発生すべきノイズ音のフォルマント特性を連続的に且つ細かく制御できるものに関し、さらに詳しくは、ノイズフォルマントのスカート部およびバンド幅とを独立に制御できるようにしたものに關する。

【0002】

【従来の技術】 無声音（子音）、口笛の音または自然楽器のアタック部の音のようなノイズ音は、その周波数スペクトラムが、特定の周波数にピーク振幅を有するフォルマント状となっている（以下、これらのノイズ音のフォルマントをノイズフォルマントという）。電子楽器その他の楽音合成装置においては、ノイズフォルマントのノイズ音を発生する場合、従来より、IIR（無限応答インパルス）フィルタやラダーフィルタのような、特定の周波数に共振点を有するバンドパスフィルタを使用している。図9はこのようにして発生されるノイズ音のノイズフォルマントのスペクトルエンベロープを例示するものであり、4つのノイズフォルマントから構成されている。各ノイズフォルマントにおいてピーク部の周波数（以下、中心周波数という）のレベルの $1/\sqrt{2}$ のレベルの部分における帯域幅Bをバンド幅と称し、両裾の部分Sをスカート部と称する。

【0003】 しかし、上述のバンドパスフィルタを使用する方式は、回路構成が大規模となり、特に、同時に多

2

くの楽音を発生するポリフォニック電子楽器には適さなかった。また、バンドパスフィルタの共振周波数をリアルタイムで連続的に動かすのは困難であるため、この方式では、フォルマントの中心周波数を連続的且つ微細に制御することが困難または不可能であった。従って、該方式は、それぞれ、無声音から有声音（母音）に遷移するとき、音高が変化するとき、および、アタック部からディケイ部に移るときに、フォルマントの中心周波数が連続的に変化することとなる人声、口笛の音および自然楽器音等に忠実な音の発生を行うことができなかった。

【0004】 そこで、特開平第2-271397号公報または特開平第2-271398号公報に開示されている装置は、任意の方法により発生されたホワイトノイズ信号をローパスフィルタによって処理することにより、ローパススペクトラム特性を示すノイズ信号を得た後、該ノイズ信号を所望のノイズフォルマントの中心周波数に対応する周波数を有する周期波形に乗算する（該周期波形をノイズ信号により変調する）ことによって、周波数畳み込み原理に基づき、前記周期波形の周波数を中心周波数として、その左右の側帯波成分として前記ローパススペクトラム特性のノイズ信号成分が対称に現れるようにし、これにより、所望のノイズフォルマントを有するノイズ音信号を発生するようになっている。

【0005】 上述の如く、ローパスフィルタ処理されたノイズ信号を周期波形により変調することによって、ローパススペクトラムが前記周期波形の周波数を中心周波数として左右対称に現れたノイズフォルマントを有するノイズ音信号を発生するようになったので、この従来装置は、バンドパスフィルタを使用する場合に比べて $1/2$ の次数のフィルタで済み、回路規模を縮小化できることとなる。また、周期波形の周波数は容易にリアルタイムで変化できるため、この装置では、周期波形の周波数を変えることにより、容易に、フォルマントの中心周波数を連続的に変化することができ、従って、フォルマントの中心周波数が連続的に変化することとなる人声、口笛の音および自然楽器音等に忠実な音を発生することができることとなる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、前記公報に開示された装置にあっては、ノイズフォルマントのバンド幅を制御することはできるものの、ノイズフォルマントのスカート部を独立に制御することができないため、ノイズフォルマント特性を細かく制御できず、その結果、所望のノイズフォルマント音を発生できないという問題点がある。すなわち、この装置では、ノイズフォルマントのバンド幅の制御しかできない構成であり、スカート部はバンド幅に追従して変動するだけの構成であったため、ノイズフォルマントのバンド幅を広げようとした場合にはスカート部もバンド幅に追従して広がり、また、バンド幅を狭めようとした場合にはスカート部も

(3)

特開平4-346502

3

バンド幅に迫随して狭まることとなる。従って、例えば、バンド幅が狭く、しかも、スカート部が広い（なだらかな）ノイズフォルマント特性のノイズ音を発生することができない、という欠点があった。勿論、その逆に、バンド幅が広く、スカート部は狭い（急峻な）ノイズフォルマント特性のノイズ音を発生することもできなかった。

【0007】この発明は上述の点に鑑みてなされたものであり、ノイズフォルマント特性のバンド幅とスカート部を独立に制御できるようにし、これにより所望のノイズフォルマント特性の細かな制御ができるようにしたノイズ音発生装置を提供しようとするものである。

【0008】

【課題を解決するための手段】この発明に係るノイズ音発生装置は、ノイズ信号を発生するノイズ信号発生源と、ノイズフォルマントのスカート部およびバンド幅の一方を制御するためのパラメータに従って、前記ノイズ信号発生源から与えられる前記ノイズ信号の周波数特性を制御する第1の周波数制御手段と、前記スカート部およびバンド幅の他方を制御するためのパラメータに従って、前記第1の周波数制御手段から出力されるノイズ信号の周波数特性を制御する第2の周波数制御手段と、所望のノイズフォルマントの中心周波数に対応する周波数を有する周期波形を発生する周期波形発生手段と、前記第1の周波数制御手段および第2の周波数制御手段によって制御された前記ノイズ信号を前記周期波形により変調することにより、所望のノイズフォルマント特性を有するノイズ音信号を発生する変調手段とを具備するものである。

【0009】

【作用】ノイズ信号発生源は、例えばホワイトノイズ信号のようなノイズ信号を発生するものである。第1の周波数制御手段は、ノイズフォルマントのスカート部およびバンド幅の一方（例えばスカート部とする）を制御するためのパラメータに従って、前記ノイズ信号発生源から与えられる前記ノイズ信号の周波数特性を制御する。また、第2の周波数制御手段は、ノイズフォルマントのスカート部およびバンド幅の他方（例えばバンド幅とする）を制御するためのパラメータに従って、前記ノイズ信号の周波数特性をさらに制御する。こうして、第1及び第2の周波数制御手段により、ノイズ信号の周波数特性が制御され、該ノイズ信号は該制御に従うスペクトルエンベロープを持つものとなる。

【0010】周期波形発生手段は、所望のノイズフォルマントの中心周波数に対応する周波数を有する周期波形（例えば正弦波）を発生する。変調手段は、前記各パラメータに従って周波数特性が制御された前記ノイズ信号により前記周期波形を変調する。これにより、変調手段から出力される信号は、前記第1及び第2の周波数制御手段により周波数特性が制御された（スペクトルエンベ

4

ローブが制御された）ノイズ信号成分が、前記周期波形の周波数を中心にして、その左右の側帯波として対称に現れたものとなり、該中心周波数の左右に該ノイズ信号成分のスペクトルエンベロープが対称に現れたノイズフォルマントが得られる。

【0011】このようにした得られるノイズフォルマントにおいて、フォルマントのスカート部およびバンド幅の特性は、前記第1及び第2の周波数制御手段により周波数特性が制御された（スペクトルエンベロープが制御された）ノイズ信号のスペクトルエンベロープに対応する特性を持つ。つまり、このノイズ信号のスペクトルエンベロープの帯域幅が上記バンド幅に対応し、裾野の広がり具合が上記スカート部に対応する。そして、このノイズ信号のスペクトルエンベロープは、前記第1及び第2の周波数制御手段によりそれぞれ別々のパラメータにより独立に制御されるようになっているので、フォルマントのスカート部およびバンド幅を独立に制御することができる。従って、スカート部とバンド幅とを独立に制御した所望のノイズフォルマントを有するノイズ音を発生できることになる。このノイズ音信号は、音響信号としてサウンドシステムにより音響的に発音するか、あるいは楽音信号の変調等に使用するための制御信号として利用してもよい。

【0012】以上のような構成により、この発明は、ノイズフォルマントのスカート部およびバンド幅の両方を独立に制御でき、ノイズフォルマント特性を細かく制御できることとなる。従って、この発明により、例えば、バンド幅が狭くスカート部が広い、またはその逆に、バンド幅が広くスカート部が狭いノイズフォルマントを有するノイズ音を発生することができる。また、前記パラメータによりスペクトル特性が制御されたノイズ信号により周期波形を変調して所望のノイズフォルマントを得るようにしたので、前記周期波形の周波数を変えることにより、ノイズフォルマントの中心周波数を連続的に変化することができる。

【0013】

【実施例】以下、添付図面を参照してこの発明を詳細に説明する。図1はこの発明の一実施例に係るノイズ音発生装置を示し、この装置は例えば電子楽器の音源として利用されるものである。クロック関連回路は特に図示していないが、所定の（一定の若しくは可変でも可）サンプリング周期に従って動作するものである。ホワイトノイズ発生器2は、一定の広い周波数帯域内のあらゆる周波数成分を一様のレベルで含むホワイトノイズ信号を発生するものである。図2の(a)はホワイトノイズ発生器2から発生されるホワイトノイズ信号のスペクトルエンベロープを例示している。例えば、ホワイトノイズ発生器2から発生されるホワイトノイズ信号は、-1〜+1の範囲で小数部を含む振幅値をランダムにとるデジタル信号であるとする。ホワイトノイズ発生器2のホ

5

イトノイズ信号発生方式は、シフトレジスタを用いたM系列符号発生方式、コンピュータの乱数発生による乗算合同方式など、いかなるものであってもよい。ホワイトノイズ発生器2で発生したホワイトノイズ信号は、ローパスフィルタ回路部3に与えられる。ローパスフィルタ回路部3は、パラメータSKに応じてスペクトルエンベロープの傾斜度を制御することが可能なIIRタイプのフィルタを構成しており、演算部4と係数テーブル10を有している。演算部4において前記ホワイトノイズ信号に所定のフィルタ演算処理を施すことにより、前記ホワイトノイズ信号から高域成分をカットしたノイズ信号（以下ローパスノイズ信号という）を出力するようになっている。

【0014】すなわち、演算部4において、減算器5のプラス入力には、ホワイトノイズ信号の現在値WNが入力される。遅延回路6は、演算部4から出力されたローパスノイズ信号の今回出力値LNcを1サンプルタイム遅延し、ローパスノイズ信号の前回出力値LNpとして減算器5のマイナス入力に与える。このようにして、減算器5では、前回出力値LNpをホワイトノイズ信号の現在値WNから減算する。該減算器5の算出結果は、適宜、リミッタ8により-1～+1の範囲にリミット処理された後、乗算器9においてフィルタ係数kと乗算される。例えば電子楽器の操作パネル（図示せず）での設定操作に応じて与えられるパラメータSKに従って係数テーブル10からフィルタ係数kが読出され、これが乗算器9に与えられる。パラメータSKは、ノイズフォルマントのスカート部を制御するためのパラメータであり、この実施例においては、0～7までの8つのパラメータSKのいずれかを設定可能になっており、設定されたパラメータSKに応じて、適切な値のフィルタ係数kが読出されるようになっている。例えば、フィルタ係数kは、0.0625～0.75の範囲内の値をとる。乗算器9の乗算結果は、加算器11に与えられ、遅延回路6から与えられる前回出力値LNpに加算される。加算器11の加算結果は、ローパスノイズ信号の今回出力値LNcとして出力される。

【0015】図2の(b)は、このような演算部4によるフィルタ演算によりローパスフィルタ回路部3から出力されるローパスノイズ信号のスペクトルエンベロープの一例を示す。該ローパスノイズ信号は、フィルタ係数kに応じて高域成分がカットされた右下がりのスペクトル特性を示す。また、この右下がりのスペクトル特性の傾き具合は、フィルタ係数kに応じて、従ってパラメータSKに応じて、制御される。この右下がりのスペクトル特性は、後段におけるフォルマント形成の際に、フォルマントのスカート部の特性決定に關与する。

【0016】次段の直流成分付加部12は、ローパスフィルタ回路部3から出力されたローパスノイズ信号に直流成分を付加し、後段で形成されるフォルマントのピー

6

ク部を急峻化するためのものである。すなわち、加算器13は、前記ローパスフィルタ回路部3から出力されたローパスノイズ信号の今回出力値LNcに、例えば電子楽器の操作パネルでの設定操作に応じて与えられるパラメータRSに従ってテーブル14から読出される直流成分オフセット値OFを加算する。この実施例において、0～7までの8つのパラメータRSのいずれかが設定可能であり、設定されたパラメータRSに応じて、適切な直流成分オフセット値OFが読出されるようになっている。例えば、オフセット値OFは0～0.125の範囲の値をとる。加算器13の出力は、適宜、リミッタ14により-1～+1の範囲にリミット処理された後、次段の相関ノイズ発生器16に与えられる。

【0017】図2の(c)は、このようにして直流成分付加部12から出力されるローパスノイズ信号のスペクトルエンベロープの一例を示す。直流成分の付加により周波数0付近のスペクトルレベルが増強され、後段の変調処理によりこのレベル増強された部分がフォルマント中心周波数に対応するものとなるので、フォルマントのピーク部が急峻化されることになる。

【0018】相関ノイズ発生部16は、直流成分付加部12により直流成分が付加されたローパスノイズ信号に相関性を持たせることにより、該ローパスノイズ信号の周波数スペクトル特性をさらに制御したノイズ信号（以下、相関ノイズ信号という）を出力するものであり、演算部18と乗算器22を有している。演算部18によって行なう相関ノイズ発生演算の概要については、図3に依り説明すると、相関ノイズ信号の前回出力値CNpを基準として、変化許容範囲係数hによって決定される、上下に等間隔+h、-hの変化許容範囲CNp±h内でランダムに変化する値を求め、これを相関ノイズ信号の今回サンプル値CNcとして出力する。遅延回路19は、演算部18から出力した相関ノイズ信号の今回サンプル値CNcを1サンプルタイム遅延し、これを相関ノイズ信号の前回出力値CNpとして該演算部18内の所要の回路にフィードバックする。

【0019】遅延回路19から出力された前回出力値CNpは、加算器20および減算器21の一方の入力にそれぞれ入力される。加算器20および減算器21の他方の入力には、乗算器22を介して変化許容範囲係数hが入力される。乗算器22は、ノイズフォルマントのバンド幅を制御するためのパラメータBWに対して適宜の係数を掛けて変化許容範囲係数hを出力する。例えば、パラメータBWは電子楽器の操作パネルでの設定操作に応じて与えられるものであり、0～127の範囲の値をとる。乗算器22ではこのパラメータBWに対して係数1/64を乗じることにより、0.0～2.0の範囲の値をとる変化許容範囲係数hを発生する。加算器20は、前回出力値CNpを基準にして変化許容範囲係数hによって定まる変化許容範囲の上限絶対値Uを出力し、減算

7

器21は、前記変化許容範囲の下限絶対値Lを出力する。加算器20から出力された上限絶対値Uは、適宜、上限リミッタ24により+1以上にならないように適宜リミット処理された後、加算器26のプラス入力に入力される。また、減算器21から出力された下限絶対値Lは、適宜、下限リミッタ25により-1以下にならないように適宜リミット処理された後、減算器26のマイナス入力に入力される。このようにして、減算器26ではU-Lが実行され、これにより、上限絶対値Uと下限絶対値Lとの間の変化許容幅が求められる。この変化許容幅U-Lは最大で2、最小で0である。

【0020】一方、前記リミッタ14から出力されたローパスノイズ信号の今回出力値LNは演算器17に与えられ、1プラスした後、2で割られる。これは、-1~+1の範囲で変化するローパスノイズ信号LNを0.0~1.0の範囲で変化するように変更するためである。

【0021】減算器26から出力された変化許容幅データは、乗算器28に与えられ、演算器17の出力値に乗算される。これは、0.0~2.0の範囲のいずれかの値を取る変化許容幅データを、0.0~1.0の範囲でランダムに変化するローパスノイズ信号によってスケールリングすることを意味する。乗算器28の出力は、加算器29に与えられ、前記減算器21から与えられる下限絶対値Lに加算される。下限絶対値Lは相関ノイズ信号の前回出力値CNpに相関しており、演算部18における上述の演算により、図3によって説明したのと同等の相関ノイズ発生演算が実行される。このようにして、この加算器29では、-1~+1の範囲で任意の値をランダムにとり、相関ノイズ信号の今回サンプル値CNcを出力することとなる。

【0022】図2の(d)は、相関ノイズ信号発生部16から出力される相関ノイズ信号のスペクトルエンベロープを示すものである。この相関ノイズ信号発生部16において、パラメータBWにより変化許容幅が制御されることにより、相関ノイズ信号における低周波成分が制御され(直流成分若しくは低周波成分の出力が制御される)、これは、後段におけるフォルマント形成の際に、フォルマントのバンド幅の特性決定に関与する。

【0023】周期波形発生部31は、所望のノイズフォルマントの中心周波数に対応する周波数を有する周期波形を発生するものである。所望のノイズフォルマントの中心周波数を設定するフォルマント周波数パラメータFcが、電子楽器内の適宜の設定器等(専用の設定器であってもよいし、音色選択に連動していてもよいし、押鍵等に連動していてもよい)から発生される。この例では、フォルマント周波数パラメータFcは対数値表現で与えられるようになっており、対数/リニア変換テーブル33では、対数値表現のフォルマント周波数パラメータFcをリニア数値に変換する。位相データ発生器34は、対数/リニア変換テーブル33から出力されるフォ

(5)

特開平4-346502

8

ルマント周波数パラメータFcのリニア値に応じて、該パラメータFcに応じて設定されるフォルマント中心周波数に相当する周波数で変化する位相データを発生する。例えば、フォルマント周波数パラメータFcのリニア値に基づく位相変化値を繰返しカウントする位相アドレスカウンタ等の適宜の手段により位相データ発生器34を構成してよい。位相データ発生器34から発生される位相データは、周期波形メモリ35に対して読出しアドレス信号として与えられる。周期波形メモリ35は、任意の周期波形(例えば正弦波)について、連続的なサンプル点での振幅値をそれぞれのアドレスに記憶したものであり、位相発生器34からのアドレス信号により指定されるアドレスから振幅値が順次読出される。このようにして、周期波形メモリ35からは、フォルマント周波数パラメータFcに対応する周波数を有する周期波形の連続的なサンプル点の振幅値が読出されることとなる。なお、複数のフォルマントを形成するために、フォルマント周波数パラメータFcを各フォルマント毎に別々に設定し、各フォルマント毎の中心周波数に対応して夫々周期波形を発生する。そのために、周期波形発生部31は、時分割処理によって各フォルマント毎の中心周波数に対応する周期波形を発生するようになっていてよい。

【0024】以上のようにして読出された周期波形の振幅値は、乗算器36に与えられ、前記相関ノイズ信号の今回サンプル値CNcと乗算される。このようにして、乗算器36からは、所望フォルマント中心周波数に対応する周波数の周期波形を相関ノイズ信号によって振幅変調した信号が出力され、ノイズフォルマントを有するノイズ音信号NSが得られる。このノイズフォルマントは、相関ノイズ信号のスペクトルエンベロープ特性がそのまま、該周期波形の周波数を中心としてその両側帯域に左右対称に現れたものである。

【0025】エンベロープ発生器38は、例えば電子楽器のキーボードから与えられるキーオン信号KONに呼応して、エンベロープデータ設定部41で設定されたエンベロープパラメータEGに従って、ノイズ音信号NSの振幅エンベロープを示すエンベロープ波形データEDを発生するものである。乗算器39は、前記乗算器36から出力されるノイズ音信号NSに楽音としてのエンベロープを付与するために、前記ノイズ音信号NSとエンベロープ波形データEDとを乗算する。このようにして、乗算器39の出力として、エンベロープ波形データEDに従って振幅が時間的に変化するノイズ音信号が得られることとなる。

【0026】図9において示したように、ノイズ音として、4つの異なるノイズフォルマントのノイズ音信号NSを合成してなるものを発生する場合、フォルマント周波数パラメータFcを各フォルマント毎に設定し、周期波形メモリ35から各フォルマントの中心周波数に対応

する周期波形を読み出し、該周期波形を相関ノイズ信号の今回出力値CNcに乗算することにより、時分割的に4つの異なるノイズフォルマントのノイズ音信号NSを発生する。エンベロープパラメータEGも各フォルマント毎に設定し、各フォルマント毎に異なる振幅エンベロープを発生するようにしてよい。また、エンベロープ発生器38では各フォルマント毎に異なる振幅エンベロープを時分割で発生し、乗算器39ではノイズ音信号NSとエンベロープ波形データEDとの乗算を各フォルマント毎に時分割で行なうようにしてよい。アキュムレータ40は、前述のようにして発生された各フォルマント毎のノイズ音信号NSを累算して、例えば図9に示したような複数のノイズフォルマントからなるノイズ音信号を提供する。

【0027】アキュムレータ40から出力されたノイズ音信号は、図示しないD/A変換器によりアナログ信号に変換された後、図示しないサウンドシステムを介して音響的に発音するようにしてもよいし、楽音の変調等のための制御信号として使用するようにしてもよい。

【0028】次に、この実施例の動作の一例を説明する。ホワイトノイズ発生器2で発生したホワイトノイズ信号はローパスフィルタ回路部3に入力される。ローパスフィルタ回路部3では、パラメータSKによって決定されるフィルタ係数kに従う演算部4のフィルタ演算により、例えば図2の(b)に示したようなスペクトル特性を有するローパスノイズ信号を出力する。図4はこのローパスフィルタ回路部3の周波数制御特性の実例を示すものであり、パラメータSKの数値0~7に対応して変化制御される8つの特性をそれぞれスペクトルエンベロープにて示している。この図から、パラメータSKの数値が大きくなるのに応じて該回路部3から出力されるローパスノイズ信号の高域成分が延びる(つまりフォルマントのスカート部が広がる)ことが理解される。ローパスフィルタ回路部3から出力されたノイズ信号は、次の直流成分付加部12において、パラメータRSによって決定される直流成分オフセット値OFが加算されることにより、例えば図2(c)に示したように、周波数0の近傍の帯域のレベルが急峻化される(つまりフォルマントのピーク部が急峻化される)。ノイズ信号は、次に、相関ノイズ発生部16に与えられる。相関ノイズ発生部16は、パラメータBWによって決定される変化許容範囲係数hに従う演算部18での演算により、前記ノイズ信号を、例えば図2(d)に示したように周波数0の近傍若しくは低域の帯域(つまりフォルマントのバンド幅)を可変制御した相関ノイズ信号に加工する。

【0029】図5の(a)から(c)までは、スカート部制御用のパラメータSKを最小値“0”に固定して、バンド幅制御用のパラメータBWを“1”、“16”、“127”と変化した場合において、ローパスフィルタ回路部3を経て相関ノイズ発生部16から出力される

相関ノイズ信号のスペクトル特性を示すものである。この図から、パラメータBWの数値が大きくなるのに応じて、所定レベル以上の帯域つまりバンド幅が広がることが理解できる。

【0030】また、図6の(a)から(c)までは、スカート部制御用のパラメータSKを最大値“7”に固定して、バンド幅制御用のパラメータBWを“1”、“16”、“127”と変化した場合において、ローパスフィルタ回路部3を経て相関ノイズ発生部16から出力される相関ノイズ信号のスペクトル特性を示すものである。同様に、パラメータBWの数値が大きくなるのに応じて、所定レベル以上の帯域つまりバンド幅が広がることが理解できる。

【0031】また、図5の(a)と図6の(a)を対比すると、スカート部制御用のパラメータSKを大きくすればローパスノイズ信号の高域成分が延びる(つまりフォルマントのスカート部が広がる)ことが理解される。

【0032】相関ノイズ発生部16から出力された相関ノイズ信号により周期波形発生部31において周期波形メモリ35から読出される周期波形を変調することにより、前記周期波形の周波数に対応する中心周波数を有するノイズフォルマントのノイズ音信号に加工される。

【0033】図7の(a)から(c)までは、スカート部制御用のパラメータSKを“0”に固定して、バンド幅制御用のパラメータBWを“1”、“10”、“80”に変化した場合における、前記ノイズ音信号のノイズフォルマント特性を示す。この図から、パラメータBWの変化に応じてノイズフォルマントのバンド幅の特性が変化制御されることが理解される。

【0034】また、図8の(a)から(c)までは、バンド幅制御用のパラメータBWを“5”に固定して、スカート部制御用のパラメータSKを“0”、“4”、“7”に変化した場合における、前記ノイズ音信号のノイズフォルマント特性の変化を示す。この図から、パラメータSKの変化に応じてノイズフォルマントのスカート部の特性が変化制御されることが理解される。

【0035】このように、この実施例においては、前記パラメータSK、BWにより、発生すべきノイズフォルマントのスカート部およびバンド幅の両方を独立に制御できるため、例えば、バンド幅が狭くスカート部が広い、またはその逆に、バンド幅が広くスカート部が狭いノイズフォルマントを有するノイズ音を発生することができることとなる。

【0036】なお、上記実施例では、相関ノイズ発生部16において、相関ノイズ信号の回出力値CNpを基準として上下に等間隔の変化許容範囲±hが決定されるようにしたが、これに限らず、該変化許容範囲は、所定の中心値に対する前回出力値CNpのずれに応じて、該ずれを減らす方向に、すなわち求心傾向を持つように、その上限許容範囲と下限許容範囲とが相補的に逆方向に修

11

正されるようになっていてもよい。このような修正により、相関ノイズ信号が正負一方の方向に偏って発生される現象を効果的に防止することができる。

【0037】第1及び第2周波数制御手段は、ローパスフィルタ回路部3と相関ノイズ発生部16に限らず、他のものでもよい。また、変調手段も、実施例のような乗算器36に限らず、他のものでもよい。また、周期波形発生手段も実施例のものに限定されないのは勿論である。

【0038】

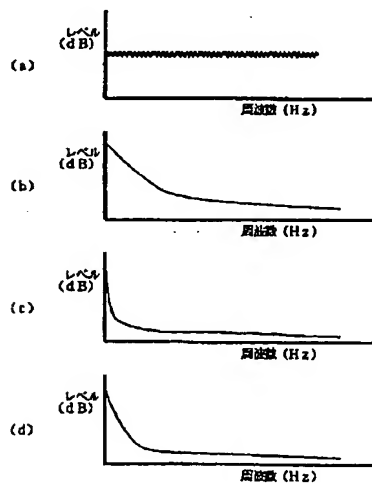
【発明の効果】以上のように、この発明によれば、ノイズフォルマントのスカート部およびバンド幅をそれぞれ制御するためのパラメータに従ってノイズ信号の周波数特性を別々に制御し、該周波数特性が制御されたノイズ信号により所望のノイズフォルマントの中心周波数に対応する周波数を有する周期波形を変調することにより、所望のノイズフォルマントのノイズ音を発生するものである。このような構成により、この発明は、発生すべきノイズ音のノイズフォルマントにおけるスカート部の特性およびバンド幅の特性とを独立に制御することができ、簡単な構成により、ノイズフォルマント特性を細かく制御することができるという優れた効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

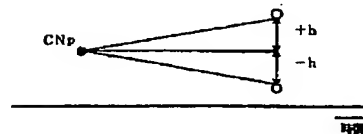
【図1】 この発明に係るノイズ音発生装置の一実施例の全体構成を示すブロック図。

【図2】 同実施例の各部分において発生される信号の

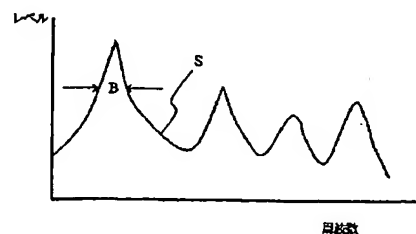
【図2】



【図3】



【図9】



スペクトルエンベロープの一例を示す図。

【図3】 同実施例における相関ノイズ発生部の相関信号発生動作を説明する図。

【図4】 同実施例におけるローパスフィルタ回路部によるフィルタ特性の可変制御例を説明する図。

【図5】 同実施例におけるローパスフィルタ回路部における制御パラメータを固定し、相関ノイズ発生部における制御パラメータを変化させた場合に得られるノイズ信号のスペクトル特性の一例を説明する図。

10 【図6】 同実施例におけるローパスフィルタ回路部における制御パラメータを固定し、相関ノイズ発生部における制御パラメータを変化させた場合に得られるノイズ信号のスペクトル特性の別の例を説明する図。

【図7】 同実施例において、スカート部制御用パラメータを固定し、バンド幅制御用パラメータを変化させた場合に得られるノイズフォルマントの一例を示す図。

【図8】 同実施例において、バンド幅制御用パラメータを固定し、スカート部制御用パラメータを変化させた場合に得られるノイズフォルマントの一例を示す図。

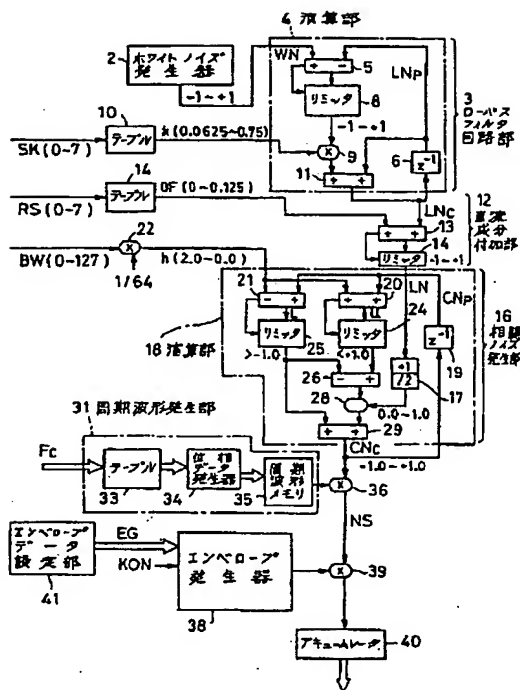
20 【図9】 複数のノイズフォルマントからなるノイズ音のスペクトルエンベロープの一例を示す図。

【符号の説明】

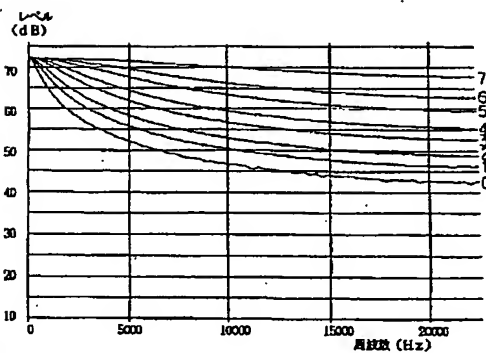
2…ホワイトノイズ発生器、3…ローパスフィルタ回路部、16…相関ノイズ発生部、31…周期波形発生部、38…エンベロープ発生器、36、39…乗算器。



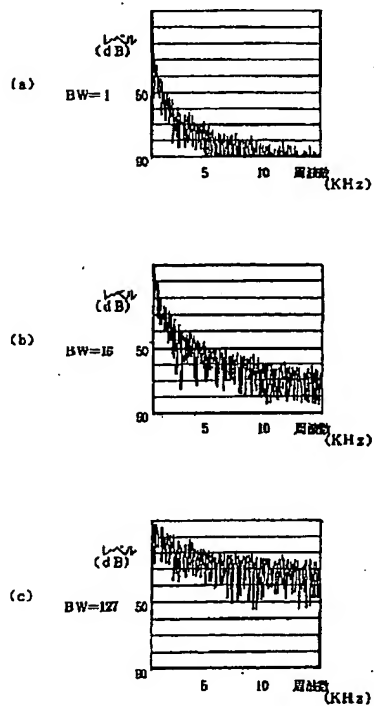
【図1】



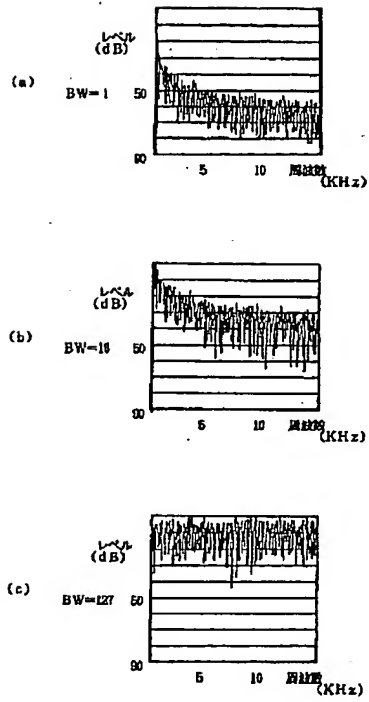
【図4】



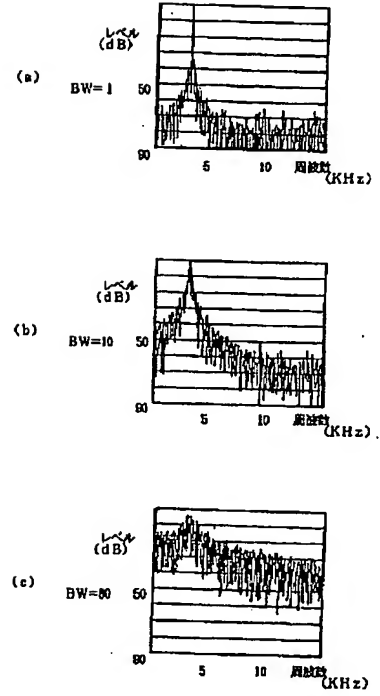
【図5】



【図6】



【図7】



【図8】

